

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl<sup>7</sup>

H04L 27/26

H04L 25/03



# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 01801053.9

[43] 公开日 2003 年 3 月 19 日

[11] 公开号 CN 1404675A

[22] 申请日 2001.2.22 [21] 申请号 01801053.9

[30] 优先权

[32] 2000. 2. 22 [33] EP [31] 00200596.5

[86] 国际申请 PCT/EP01/02173 2001.2.22

[87] 国际公布 WO01/63870 英 2001.8.30

[85] 进入国家阶段日期 2001.12.24

[71] 申请人 皇家飞利浦电子有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72] 发明人 J·P·M·G·林纳茨

A·戈罗霍夫

J·W·M·博格曼斯

A·A·C·M·卡尔克

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

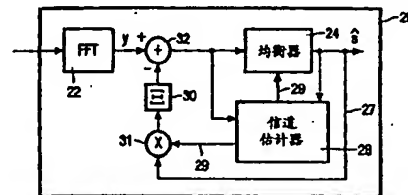
代理人 邹光新 王忠忠

权利要求书 2 页 说明书 15 页 附图 4 页

[54] 发明名称 具有信道估计器的多载波接收机

[57] 摘要

描述了一种发射系统,用于从发射机(10)向接收机(20)发射多载波信号。多载波信号包括多个子载波。接收机(20)包括一个信道估计器(28),用于估计子载波的幅度和幅度的时间导数。接收机(20)还包括一个均衡器(24),用于按照估计出来的幅度和导数(29)抵消收到的载波信号中包括的ICI。信道估计器(28)和/或均衡器(24)用于用不同子载波幅度之间的幅度相关,和/或用于利用不同子载波导数之间的导数相关。利用这一相关,接收机(20)的复杂性能得到显著的下降。



I S S N 1 0 0 8 - 4 2 7 4

知识产权出版社出版

BEST AVAILABLE COPY

1. 从发射机(10)向接收机(20)发射多载波信号的一种发射系统, 其中的载波信号包括多个子载波, 接收机(20)包括一个信道估计器(28), 用于估计子载波的幅度和幅度的时间导数, 接收机(20)还包括一个均衡器(24), 用于按照估计出来的幅度和导数(29)抵消收到的多载波信号中包括的ICI, 其中的信道估计器(28)和/或均衡器(24)用于利用不同子载波幅度之间的幅度相关, 和/或利用不同子载波导数之间的导数相关。
2. 权利要求1的发射系统, 其中的接收机(20)是一个线性接收机, 其中的信道估计器(28)包括一个简化滤波器, 用于从收到的码元(23)的矢量和估计出来的码元(27)的矢量导出估计出来的幅度和导数(29)的矢量。
3. 权利要求1的发射系统, 其中的接收机(20)是一个判定反馈接收机, 其中的信道估计器(28)包括一个平滑滤波器(76), 用于平滑估计出的幅度和/或导数。
4. 权利要求3的发射系统, 其中的接收机(20)包括用 $N \times N$ 泄漏矩阵 $\Xi$ 相乘, 其中的乘法是一个 $N$ 点IFFT(82)、 $N$ 点乘(84)和一个 $N$ 点FFT(86)的一个序列。
5. 权利要求3或者4的发射系统, 其中的判定反馈接收机包括一个判定反馈环路, 其中的判定反馈环路包括一个纠错译码器(42)。
6. 以上权利要求中任意一个的发射系统, 其中的多载波信号是一个OFDM信号。
7. 权利要求1到5中任意一个的发射系统, 其中的多载波信号是一个MC-CDMA信号。
8. 用于从发射机(10)接收多载波信号的一种接收机(20), 其中的多载波信号包括多个子载波, 接收机(20)包括一个信道估计器(28), 用于估计子载波的幅度以及估计幅度的时间导数, 接收机(20)还包括一个均衡器(24), 用于按照估计出来的幅度和导数(29)抵消收到的载波信号中包括的ICI, 其中的信道估计器(28)和/或均衡器(24)用于利用不同子载波幅度之间的幅度相关和/或利用不同子载波导数之间的导数相关。
9. 权利要求8的接收机(20), 其中的接收机(20)是一个线性

接收机，其中的信道估计器(28)包括一个简化了的滤波器，用于从收到的码元(23)的矢量和估计出来的码元(27)的矢量导出估计出来的幅度和导数(29)的矢量。

10. 权利要求 8 的接收机(20)，其中的接收机(20)是一个判定反馈接收机，其中的信道估计器(28)包括一个平滑滤波器(76)，用于平滑估计出来的幅度和/导数。

11. 权利要求 10 的接收机(20)，其中的接收机(20)包括用  $N \times N$  泄漏矩阵 $\Xi$ 相乘，其中的乘法是用一个  $N$  点 IFFT(82)、 $N$  点乘(84)和一个  $N$  点 FFT(86)的一个序列实现的。

- 10 12. 权利要求 10 或者 11 的接收机(20)，其中的判定反馈接收机包括一个判定反馈环路，其中的判定反馈环路包括一个纠错译码器(42)。

13. 权利要求 8 到 12 中任意一个的接收机(20)，其中的多载波信号是一个 OFDM 信号。

- 15 14. 权利要求 8 到 12 中任意一个的接收机(20)，其中的多载波信号是一个 MC-CDMA 信号。

## 具有信道估计器的多载波接收机

5 本发明涉及用于从发射机向接收机发射多载波信号的一种发射系统。

本发明还涉及用于从发射机接收多载波信号的一种接收机。

多载波调制方法，比方说 OFDM 和 MC-CDMA，已经出现一段时间了。OFDM 也就是正交频分复用是 1970 年设计的一种调制方法，其中的多个用户码元用不同的子载波并行地发射。这些子载波具有重叠的  
10 （辛克函数形状的）频谱，尽管如此，这些信号波形是正交的。跟 BPSK、QPSK 或者 MSK 这样的调制方法相比，OFDM 发射持续时间相对较长的码元，但是频带较窄。多数情况下，OFDM 系统被设计成这样，使得每个子载波的带宽足够小，从而获得频率平坦衰落。这样还能保证通过一个（适当地）频率选择性的但是时变的信道收到的时候，这  
15 些子载波仍然保持正交。如果通过这样的信道收到 OFDM 信号，每个子载波就会具有不同的衰落，但是没有任何色散。

OFDM 的上述特性使得它不需要抽头延迟线均衡器，它成为在几个标准中采用 OFDM 调制方法的主要动力，比方说数字音频广播（DAB）、属于数字视频广播标准（DVB）一部分的数字陆地电视广播（DTTB），  
20 以及最新的无线局域网标准 HIPERLAN/2。特别是在 DAB 和数字陆地电视广播应用中，移动接收会碰到不利的信道条件，在频率和时间上都出现色散。到现在为止还没有将电视的移动接收看成主流市场。但是，DVB 系统已经许诺成为移动多媒体和因特网业务的高速传播机制。在 IFA'99 消费电子贸易展览会上，诺基亚、德国电信和 ZDF 企  
25 业集团展示了如何用全球移动通信系统返回信道通过一个 OFDM DVB 链路进行移动网络浏览、电子邮件收发和观看电视。利用 8 k 的 OFDM 子载波，汽车速度达到 50 英里每小时的时候仍然能够正常地接收空中的 DVB。移动接收，也就是通过具有多普勒扩展和对应的时间色散的信道进行接收，仍然是 OFDM 系统的问题之一，更加一般性地讲仍  
30 然是多载波发射系统的问题之一。尽管关于频率选择性的坚固性被看作 OFDM 的一个优点，但是这个信道的时变特性限制了系统性能的提高。时变会破坏 OFDM 子载波波形的正交性。在这种情况下，会出现

载波间干扰 (ICI, 也叫做 FFT 泄漏), 因为一个子载波的信号分量会给另外一个它相邻的子载波造成干扰。

在 Guillaume Geslin 1998 年 4 月 Stockholm 皇家工学院无线电通信硕士论文“移动 DVB-T 中 FFT 泄漏的均衡”这篇文献中, 公开了一种多载波发射系统。在这个发射系统中 ICI 被接收机的均衡器抵消 (也就是被检测到并且从收到的多载波信号中去掉)。这个均衡器从收到的码元的一个矢量导出估计出来的码元的一个矢量。均衡器的工作过程是建立在一个信道模型的基础之上的, 其中子载波的幅度和时间导数都能说明有 ICI 存在。接收机包括一个信道估计器, 它产生这些幅度和导数的估计, 并且将这些估计提供给均衡器。均衡器随后根据对幅度和导数的估计抵消 ICI。在这个发射系统中的发射机相对复杂, 也就是说需要用相对较多的计算来实现信道估计器和均衡器。

本发明的一个目的是提供前言所描述的那种发射系统, 其中的计算负担得到明显减轻。这一目的是用本发明的发射系统来实现的, 这个发射系统用于从发射机向接收机发射一个多载波信号, 这个多载波信号包括多个子载波, 接收机包括一个信道估计器, 用于估计子载波的幅度, 以及估计幅度的时间导数, 这个接收机还包括一个均衡器, 用于根据估计出来的幅度和导数抵消收到的多载波信号中包括的 ICI, 其中的信道估计器和 / 或均衡器用于获得不同子载波幅度之间的幅度相关, 和 / 或用于获得不同子载波导数之间的导数相关。本发明是建立在这样一个认识的基础之上的, 那就是利用子载波的相关特性, 信道估计器和 / 或均衡器的复杂性能够显著地下降而不会严重地影响 ICI 抵消程序。虽然描述信道模型需要  $2N$  个参数 ( $N$  是子载波的个数), 但实际上自由度要小得多。这一特性源于这样一个事实, 那就是传播延迟扩展常常比字长度要小得多。这一特性还意味着估计出来的幅度的矢量的项目是强互相关的, 于是幅度的协方差矩阵  $C_a$  可以用一个低阶矩阵精确地近似。同样, 导数矢量的项目是强互相关的, 导数的协方差矩阵  $C_d$  也可以用一个低阶矩阵精确地近似。在信道估计器和 / 或均衡器中使用这些低阶矩阵会显著地降低复杂性。

在本发明中发射系统的一个实施方案里, 接收机是一个线性接收机, 其中的信道估计器包括一个简化了的滤波器, 用于从收到的码元的矢量和估计出来的码元的矢量导出估计出来的幅度和导数的矢

量。本发明的概念能够用于线性接收机，其中估计出来的码元被看作收到的码元的线性（数据相互独立）组合，其中估计出来的码元是通过将收到的码元跟一个逆矩阵相乘从收到的码元获得的，这个逆矩阵取决于估计出来的幅度和导数。在这样一个线性接收机中，信道估计器可以用一个简化滤波器更加高效地实现，它能利用幅度和 / 或导数之间的相关性。

在本发明中发射系统的另外一个实施方案里，接收机是一个判定反馈接收机，其中的信道估计器包括一个平滑滤波器，用于平滑估计出来的幅度和 / 或导数。使用这样一个平滑滤波器能够充分利用导数之间的相关性。也就是说，因为特定子载波导数的估计由于噪声或者其它因素而不太精确，因此同时将相邻子载波的导数值考虑在内是非常有用的。实际上这通常意味着对各个子载波的子载波值进行平滑。

在本发明中发射系统的另外一个实施方案里，接收机包括用  $N \times N$  泄漏矩阵  $\Xi$  相乘，其中的乘法是用一个  $N$  点 IFFT、 $N$  点乘和  $N$  点 FFT 的一个序列来实现的。进一步的简化，其中  $F$  是具有归一化列的  $N$  点 FFT 矩阵， $\Delta$  是正的对角矩阵。因此，用  $N \times N$  矩阵  $\Xi$  相乘可以用一个  $N$  点 IFFT 序列、 $N$  点乘和一个  $N$  点 FFT 来实现，从而显著地降低复杂性。

在本发明中发射系统的另外一个实施方案里，判定反馈接收机包括一个判定反馈环路，其中的判定反馈环路包括一个纠错译码器。通过将纠错译码器放在判定反馈环路内，能够改进判定反馈接收机的工作性能。载波间的干扰是在估计出来的码元 27 的基础之上抵消的。通过对这些估计出来的码元 27 进行纠错译码，在更加可靠地估计出来的码元 27 的基础之上 ICI 被抵消，使得 ICI 抵消性能得到改善。

通过下面对本发明的优选实施方案的详细描述，同时参考附图，会更加了解本发明的上述目的和特征，其中：

图 1 是本发明中发射系统的一个框图，

图 2、3、5 和 6 是本发明中判定反馈接收机的实施方案的框图，

图 4 说明图 3 所示判定反馈接收机的性能，

图 7 是 MC-CDMA 发射机的框图，

图 8 是本发明中 MC-CDMA 判定反馈接收机的实施方案的框图。

在这些附图中，相同的部件用相同的引用数字标识。

本发明建立在一种简单而可靠的信道表示基础之上。为了做到这

一点, 我们将考虑具有间隔  $f_s$  的  $N$  个子载波的一个多载波发射系统, 例如一个 OFDM 或者 MC-CDMA 发射系统. 每个子载波都有一个长度有限的矩形包络, 包括周期扩展, 它会超过  $(1/f_s)$ . 令  $s = [s_1, \dots, s_N]^T$  是  $N$  个发射码元的一个矢量, 于是发射出来的连续时间基带信号可以写成:

$$x(t) = \sum_{k=1}^N s_k \exp(i2\pi f_s k t). \quad (1)$$

对于频率选择性时变加性高斯白噪声 (AWGN) 信道, 收到的连续时间信号可以写成:

$$y(t) = \sum_{k=1}^N s_k H_k(t) \exp(i2\pi f_s k t) + n(t), \quad (2)$$

10

其中对于  $1 \leq k \leq N$ , 系数  $H_k(t)$  代表第  $k$  个子载波的时变频率响应,  $n(t)$  是信号带宽范围内的一个 AGWN. 我们假设信道缓慢地变化, 从而在单独一个数据块持续时间内只有一个一阶变化可以被考虑在内. 换句话说, 我们假设每个  $H_k(t)$  都被精确地近似为

15

$$H_k(t) \approx H_k(t_r) + H'_k(t_r)(t - t_r), \quad (3)$$

其中  $H'_k(t)$  是  $H_k(t)$  的一阶导数,  $t_r$  是收到的数据块中的一个基准时间. 注意在粗略的频率同步以后, 时变信道  $H_k(t)$  也可以将残余频率偏移考虑在内.

20

收到的基带信号用一个采样偏移  $t_0$  和采样速率  $Nf_s$  进行采样, 它的  $N$  个随后样本构成的一块  $[y(t_0), y(t_0+T), \dots, y(t_0+(N-1)T)]$  (其中  $T=1/(Nf_s)$ ) 进行  $N$  点快速傅里叶变换 (FFT). 令  $y=[y_1, \dots, y_N]^T$  是  $N$  个快速傅里叶变换样本构成的矢量, 于是

$$y_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(t_0 + nT) \exp(-i2\pi kn/N). \quad (4)$$

将(2)代入(4)并且利用近似(3), 我们获得

$$y_k = a_k s_k + \sum_{l=0}^{N-1} d_l s_l \sum_{n=0}^{N-1} (n/N) \exp(-i2\pi(k-l)n/N) + n_k, \quad (5)$$

$$a_l = \exp(i2\pi f_s l t_0) (H_l(t_r) + H'_l(t_r)(t_0 - t_r)), \quad (6)$$

$$d_l = \exp(i2\pi f_s l t_0) T H'_l(t_r), \quad (7)$$

5

其中  $n_k$ ,  $1 \leq k \leq N$ , 是具有特定方差  $\sigma^2$  的 AWGN 的样本. 很容易将结果(5)写成一个闭合矩阵形式. 为此, 我们定义对角矩阵  $A = \text{diag}\{a_1, \dots, a_N\}$ ,  $D = \text{diag}\{d_1, \dots, d_N\}$  和一个  $N \times N$  矩阵

$$\Xi = \{\Xi_{p,q}\}_{p,q=1}^N, \quad \Xi_{p,q} = \sum_{n=0}^{N-1} (n/N) \exp(-i2\pi(p-q)n/N). \quad (8)$$

10

利用这一表示, 表达式(5)等价于

$$y = A s + \Xi D s + n, \quad (9)$$

其中  $n = [n_1, \dots, n_N]^T$  是 AWGN 的一个  $N \times 1$  矢量. 在信道模型(9)中, 信道的影响用两组  $N$  个参数  $a = [a_1, \dots, a_N]^T$  和  $d = [d_1, \dots, d_N]^T$  表示. 由于  $H_l(t_r) + H'_l(t_r)(t_0 - t_r) \approx H_l(t_0)$ , 因此系数  $a_k$ ,  $1 \leq k \leq N$ , 等于信道频率响应的复幅度再旋转采样相位  $\exp(i2\pi f_s l t_0)$ . 同样, 系数  $d_k$ ,  $1 \leq k \leq N$ , 等于信道频率响应复幅度的时域导数乘以周期  $T$  再用同一个采样相位  $\exp(i2\pi f_s l t_0)$  旋转.

20 注意当信道响应随时间变化(也就是  $d \neq 0$ )的时候会出现 ICI. 这一干扰由矢量  $d$  和固定的  $N \times N$  矩阵  $\Xi$  定义. 很容易看出, 根据(8)式, 后一个矩阵是一个托普利兹厄密矩阵, 并且



$$\Xi = \{\Xi_{p,q}\}_{p,q=1}^N, \Xi_{p,q} = \begin{cases} (N-1)/2, & p=q; \\ -(1-e^{j2\pi(q-p)/N})^{-1}, & p \neq q. \end{cases}$$

在这篇文献的后面我们将把  $a$  叫作幅度 (矢量), 把  $d$  叫作导数 (矢量), 把  $\Xi$  叫作泄漏矩阵。在以上表达式中,  $\Xi$  对角线上元素的值  
5 取决于参考时间  $t_0$  的 (任意一个) 选择, 并且能够按照接收机的实施方案变化。  $t_0$  的典型选择是一个帧窗口的开始、结束或者中间时刻。对于靠近帧中间选择的  $t_0$ , 对角线上的元素倾向于近似等于 0。

为了实现这里所讨论的原理的基础之上的接收机, 用  $\Xi$  去乘可能会复杂得难以接受, 尤其是对于很大的  $N$  (许多子载波)。当然可以只  
10 使用对角线附近的项, 并且通过将它作为一个延迟线滤波器利用  $\Xi$  的托普利兹特性。但是  $\Xi$  有更加有效的方案。我们注意到一阶 ICI 项来源于幅度随时间线性地增大。也就是说, 可以将  $\Xi$  作为以下几条的级连

1. 一次逆快速傅里叶变换运算 (从子载波的频率表示回到时域表示),  
15
2. 将得到的时域信号跟一个对角线矩阵相乘, 也就是将每个分量用一个标量加权。加权的基本形式是一个线性递增函数, 它实际上可以跟这一点不同, 例如同时对 ICI 的减少进行优化和避免噪声增强。
- 20 3. 用一次快速傅里叶变换运算回到频率表示, 通常在其中处理子载波信号。

这样就使得  $\Xi$  的计算次数为  $N \log N$ , 而不是  $N^2$  次乘法运算。  $\Xi$  的逆可以用这种结构来计算。为了计算逆, 在矩阵对角线上步长为 2 的项的形式可以近似地为  $n/(c+n^2)$ , 其中  $n$  是逆快速傅里叶变换输出个  
25 数的下标。我们将在后面给出的几个接收机实施方案中探讨这个问题。实际上, 可以用同样的电路对  $\Xi$  进行快速傅里叶变换和逆快速傅里叶变换, 提取子载波信号。

为了处理收到的信号, 应当估计这一组信道参数  $a$  和  $d$ 。如果利用信道的统计特性, 就能够提高这  $2N$  个标量参数的估计精度。首先,  
30 我们假设信道变化足够慢, 从而使  $H'_x(t)$  在一个码元持续期间内不会

发生明显变化。在这种情况下，我们将(6)和(7)重新写成：

$$\begin{aligned} a_l &\approx \exp(i2\pi f_l t_0) H_l(t_0) \\ d_l &\approx \exp(i2\pi f_l t_0) i\pi H'_l(t_0), 1 \leq l \leq N. \end{aligned} \quad (10)$$

让我们分析  $a$ 、 $d$  这两个量和传播信道物理参数，也就是这一组  $K$  传播延迟  $\{t_0, \dots, t_k\}$ ，相应的多普勒频移  $\{f_0, \dots, f_k\}$  和复数幅度  $\{h_0, \dots, h_k\}$ ，之间的关系。注意，信道频率响应的统计特性依赖于相对延迟和多普勒频移，其中群延迟和 / 多普勒频移导致  $h_k$  旋转，其中  $1 \leq k \leq K$ ，其中的旋转是为了时间和载波同步/跟踪。因此，我们可以不失一般性地假设  $t_0 = 0$  和  $f_0 = 0$ 。现在，信道频率响应  $H_l$  和它的导数  $H'_l$  可以写成：

$$\begin{aligned} H_l(t) &= \sum_{n=0}^K h_n \exp(i2\pi(f_n t - f_n t_n)), \\ H'_l(t) &= i2\pi \sum_{n=0}^K f_n h_n \exp(i2\pi(f_n t - f_n t_n)), 1 \leq l \leq N. \end{aligned} \quad (11)$$

(10) 和 (11) 之间的关系能够被用来导出幅度  $a$  和导数  $d$  的统计特性。无论什么时候当传播路径数足够多的时候（理想情况下  $K \gg N$ ），这一组系数  $\{H_l(t), H'_l(t)\}_{1 \leq l \leq N}$  可以被看成是联合高斯分布的。此外，当  $\{h_k\}_{1 \leq k \leq K}$  互不相关，并且多普勒谱具有对称形状的时候，可以说明  $\{H_l(t)\}_{1 \leq l \leq N}$  和  $\{H'_l(t)\}_{1 \leq l \leq N}$  互不相关。在这种情况下，矢量  $a$  和  $d$  可以被假设成统计独立的多变量矢量，它具有 0 平均值，其协方差是

$$E\{aa^H\} = C_a, E\{dd^H\} = C_d \quad (12)$$

其中  $E\{\cdot\}$  表示数学期望运算符， $C_a$  和  $C_d$  是  $N \times N$  厄米非负定 (Hermitian) 矩阵。

$C_a$  和  $C_d$  的一个重要特例是 1974 年 John Wiley & Sons 有限公司

的 Jakes 编写的《微波移动通信》这本书所描述的移动信道标准模型。这个模型（叫作 Jakes 模型）假设不同的传播路径具有独立的贡献、指数延迟剖面以及不同路径具有均匀分布的入射角。在这种情况下，

5

$$C_o = C, C_d = \gamma^2 C, \gamma^2 = \frac{1}{2}(2\pi f_d T)^2, C_{pq} = \frac{1}{1 + i2\pi(p-q)f_d T_d}, 1 \leq p, q \leq N, \quad (13)$$

其中  $f_d$  是多普勒扩展的幅度， $T_d$  是传播延迟扩展的均方根。最后两个参数分别依赖于移动速度和传播环境。

虽然上面说明的信道模型的特征是有  $2N$  个参数，实际上自由度  
10 很小。这一特性来源于传播延迟扩展常常比字长度要小得多。这一特性还意味着  $a$  的条目是强相关的，使得协方差矩阵  $C_a$  能够用低阶矩阵精确地近似。同样， $d$  的条目也是强相关的，协方差矩阵  $C_d$  也能够用一个低阶矩阵精确地近似。让我们考虑 Jakes 模型和 (13)。将  $C$  的本征分解定义为：

15

$$C = U \Lambda U^H, \quad (14)$$

其中  $U$  是本征矢量的  $N \times N$  单位矩阵， $\Lambda$  是它的本征值  $\{\Lambda_1, \dots, \Lambda_N\}$  的  $N \times N$  正对角矩阵。假设本征值的顺序使得  $\{\Lambda_1, \dots, \Lambda_N\}$  这个序列是不递增的序列。对于 Jakes 模型，这个序列的单元具有指数衰减剖面：

20

$$\Lambda_k \sim \exp(-f_d T_d k), \text{ for } 1 \leq k \leq N. \quad (15)$$

这样，本征值序列能够用相对较少的  $r$  个非零值精确地近似：

$$\{\Lambda_1, \dots, \Lambda_N\} \approx \{\Lambda_1, \dots, \Lambda_r, 0, \dots, 0\}. \quad (16)$$

25

信道参数的上述特性（也就是幅度和导数）能够被广泛地用来导出能够消除 ICI 的信道均衡的简化程序。显然，在统计信道会偏离理

想化的理论情形的前提下，这些模型仍然能够用来设计实际的接收机。实际信道跟理想信道模型之间的差别会导致（很小的）性能下降。但是，这并不意味着本发明公开的接收机原理不能被成功应用。

图 1 是本发明中发射系统的一个框图。这个发射系统包括一个发射机 10 和一个接收机 20。这个发射系统还可以包括发射机 10 和接收机 20。发射机 10 通过无线信道向接收机 20 发射一个多载波信号。这个多载波信号可以是一个 OFDM 信号或者是一个 MC-CDMA 信号。接收机 20 有一个解调器 22，用于对收到的多载波信号进行解调，其中收到的多载波信号包括收到的码元的矢量。解调器 22 可以用快速傅里叶变换来实现。解调过的多载波信号由解调器 22 提供给均衡器 24。均衡器 24 抵消掉可能包括在收到的多载波信号中的 ICI 信号。均衡器 24 将估计出的码元 25（它是从收到的码元的矢量得到的）的矢量输出给一个（软）限幅器 26。限幅器 26 产生要用于（没有画出的）接收机其它信号处理部分，例如一个 FEC 译码器，的（编码）比特的软度量（软判决）和/或二进制估计（硬判决）。限幅器 26 的输出信号也可以被看作包括估计出来的码元 27。接收机 20 还包括一个信道估计器 28，用于估计子载波的幅度 29，以及估计幅度的时间导数 29。均衡器 24 按照估计出来的由信道估计器 28 提供给均衡器 24 的幅度和导数 29 抵消收到的多载波信号中包括的 ICI。信道估计器 28 可以包括一个简化的滤波器，用于从收到的码元 23 的矢量和估计出来的码元 27 的矢量导出估计出来的幅度和导数 29 的矢量。

我们继续讨论在开发出来的信道模型的基础之上的接收机的实施方案实例。如果一个 OFDM 接收机被扩展，从而使它不但能够可靠地估计幅度  $\hat{a}$ （就象传统接收机所做的一样），而且（复值，例如包括相位信息）能够可靠地估计到数  $\hat{d}$ （普通 OFDM 接收机中并不常见），那么用户数据就可以被恢复成：

产生矩阵  $Q = \hat{a} + \Xi \hat{d}$ ，其中  $\hat{a}$  和  $\hat{d}$  分别表示幅度和导数的估计。注意接收机（按照（9））收到信号  $y = Qs + n$ 。

然后将  $s$  估计成  $\hat{s} = Q' y$ 。

这样一个接收机叫作线性接收机。当均衡器 24 实现矩阵乘法  $Q' y$  的时候，图 1 所示的接收机 20 可以被看作这样一个线性接收机。其中的  $Q'$  相当于  $Q$  的逆。至少能够想到两个方法。在一种迫零方法中，

$Q'$  是 1 的严格代数逆。在一种 MMSE 设置中,  $Q'$  被选择成确保  $\hat{s} = Q' y = E s | y$ , 也就是说给定  $y$ ,  $s$  的条件期望。这样做通常都能使均方误差  $\|\hat{s} - s\|^2$  最小。在迫零接收机中, ICI 被有效地抵消掉, 但是噪声被放大。这样会导致不希望的结果。MMSE 能够优化噪声和残余 ICI 的联合强度。这个接收机需要矩阵的自适应 (通常都是实时的) 逆, 它依赖于瞬间信道特征  $\hat{a}$  和  $\hat{d}$ 。

也可能采用所谓的判定反馈接收机。本文前面早些时候给出的信道模型说明可以在几个方面改进这个判定反馈接收机, 它们包括:

一个反馈环路, 如果充分利用这些导数的统计特性, 特别是相关性, 导数的估计更加精确。

一个反馈环路, 在这个环路中采用纠错编码。作为一个旁注, 我们建议对于 MC-CDMA, 扩频码跟纠错码具有相同的作用。这是说, 可以在这个环路内进行译码。

图 2 是判定反馈接收机一个实施方案的框图。判定反馈接收机包括一个解调器 22, 用于对收到的多载波信号进行解调, 收到的多载波信号包括收到的码元的矢量。解调器 22 可以用快速傅里叶变换来实现。解调过的多载波信号由解调器 22 提供给减法器 32。减法器 32 从解调过的多载波信号减去包括在收到的多载波信号中的 ICI 的估计。得到的“没有 ICI”的信号被提供给均衡器 24, 用于信号的正常均衡, 并提供给信道估计器 28。均衡器 24 还可以包括一个限幅器。均衡器 24 在估计出来的幅度的基础之上工作, 它被信道估计器 28 提供给均衡器 24。均衡器 24 的输出信号, 包括估计出来的码元的矢量, 被提供给乘法器 31。此外, 均衡器 24 的输出信号和被提供给其它的信号处理部分 (图中没有画出)。信道估计器 28 估计子载波的幅度和时间导数。估计出来的幅度 29 被提供给均衡器 24, 估计出来的导数 29 被提供给乘法器 31。乘法器 31 将估计出来的导数和估计出来的数据码元相乘, 将得到的信号提供给实现泄漏矩阵  $\hat{E}$  的滤波器 30。ICI 被滤波以后的信号被随后提供给减法器 32。

在这个通用方案的基础之上, 可以按照图 3 设计出另外一个判定反馈接收机。在这里, 没有画出快速傅里叶变换解调器 (但是认为有)。信号路径包括  $Y_0, Y_1, Y_2$ , 限幅器 26, 前向控制译码 42 和信道估计 (不管它是盲估计还是基于导引的估计) 跟传统的现有技术 OFDM

接收机的设计方式相同。在这里描述的接收机中，我们用  $Y_1 = Y_0 - \Xi Z_5$  引入了估计出来的 ICI ( $\Xi Z_5$ ) 的一个减法。在这里  $Z_5$  是调制导数  $\hat{d}$  的一个估计。信号路径  $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4$  估计幅度的导数，其中  $Z_4 = \hat{d}$ 。电路背后的基本原理是  $Z_1$  恢复 ICI，因为调制子载波的估计被从  $Y_0$  中减去。只有噪声、ICI 和估计误差剩下来。滤波器 50 被用于从 ICI 估计调制导数。它使泄漏矩阵  $\Xi$  翻转，尽管没有必要是严格数学意义上的翻转。这样做的时候最好是能够避免噪声过分地增强，或者估计误差增大。在步骤  $Z_2 \rightarrow Z_3$  中导数的调制被去掉。滤波器 54 充分利用子载波导数之间的相干，产生一个更好的估计  $Z_4$ 。的一个有用的实现涉及 (逆) FFT、(跟一个对角矩阵的) 乘法和 FFT 的级连使用。

虽然这一电路被描述成硬件组成模块，但是典型的实现可能涉及到迭代软件处理。我们用第  $i$  步迭代包括以下步骤的一种迭代方法进行了实验：

输入：观测值  $Y_0$ ，以及第  $i-1$  个幅度估计  $\hat{a}(i-1)$ ，导数估计  $\hat{d}(i-1)$  和数据估计  $\hat{s}(i-1)$ 。在这里括号内的值表示迭代次数。

用导数的估计  $\hat{d}(i-1)$  和数据估计  $\hat{s}(i-1)$  计算  $Y_1(i)$ ，用公式  $Y_1(i) = Y - \Xi(\hat{d}(i-1)\hat{s}(i-1))$

重新从  $Y_1(i)$  估计幅度  $\hat{a}(i)$ ，并且有可能 (图中没有画出) 利用前一帧中的幅度和导数。

新的数据估计  $\hat{s}(i)$

计算  $Z_1(i), Z_2(i), Z_3(i), Z_4(i), Z_5(i)$ ,

(可选步骤，图中没有画出) 可能利用前一帧中的幅度和导数。这一步骤涉及利用子载波导数之间的修正。

输出：新的幅度估计  $\hat{a}(i)$ ，导数估计  $\hat{d}(i)$  和数据估计  $\hat{s}(i)$

开始状态是全 0 矢量  $\hat{a}(0)$ 、 $\hat{d}(0)$  和  $\hat{s}(0)$ 。

滤波器 50 通过滤波  $Z_2 = M_1 Z_1$  从  $Z_1$  恢复  $d s$  的估计。一种数学方法是利用 MMSE 估计的正交性原理。在这种情况下， $M_1$  的一种正确选择符合要求  $E[(Z_2 - ds) Z_1^H] = 0$ 。我们将  $e$  定义为判定误差的矢量，其中  $e = as - \hat{a}\hat{s}$ 。这样就得到

$$M_1 = \{E[ds(ds)^H]\Xi^H + E[dse^H]\} [E[\Xi ds(ds)^H\Xi^H + I_n\sigma_n^2 + ee^H + \Xi dse^H + (ds)^H\Xi^H e]]^{-1}$$

其中  $\sigma_n$  是噪声的方差。可以对一些统计期望值进行模拟和 (预先)

计算,但是对于接收机设计师来说不太实际。于是下一步我们将寻找所述简化方法。

可以将得到的  $M_1$  简化为  $M_1 = \Xi^H [\Xi \Xi^H + G]^{-1}$ , 其中  $G$  按照经验被确定为  $G = c_1 I_N$ , 常数  $c_1$  可以被用来说明传播环境, 例如平均误码率, 5 平均信噪比或者移动接收机的速度。

$Z_3$  是  $\hat{d}$  的近似, 但是它包括由于 AWGN 和  $\hat{d}$  导出的误差以及  $\hat{s}$  估计误差。在这里我们可以利用信道的统计特性, 例如导数相关的统计特性。  $Z_2$  的电路, 用  $1/x$  去乘,  $Z_3$ ,  $M_2$ ,  $Z_4$  到乘法器  $Z_5$  的目的是完成这一任务。乘法运算的目的是去掉和重新插入这一信号上调制的数据。 10 在它们之间进行平滑运算  $M_2$ 。从正交性原理  $E(Z_4 - \hat{d}) Z_3^H = 0_N$  得到用来尽可能接近  $\hat{d}$  地估计  $Z_4$  的一个 MMSE 滤波器。实际上粗略地近似  $M_2 = E \hat{d} \hat{d}^H [E \hat{d} \hat{d}^H + R_3]^{-1}$  是可以接受的。实验说明具有常数  $c_2$  的  $R_3 = c_2 I_N$  是一个能够用的结果。

图 4 说明图 3 所示判定反馈接收机的性能。图中画出了幅度和导数的强度 (单位是分贝) 跟子载波数的关系。曲线 60 说明实际幅度的强度, 曲线 62 则说明估计出来的幅度的强度。曲线 64 说明实际导数的强度, 曲线 66 则说明估计出来的导数的强度。从图中可以看出用图 3 所示的判定反馈接收机很好地估计出来了幅度, 而估计出来的导数则略微偏离了实际导数。 15

图 5 说明基于 MMSE 结构的另外一种判定反馈接收机。它允许进行迭代计算, 从而使限幅器的输入和输出之间的误差的方差最小。图 5 所示的限幅器框可以包括也可以不包括纠错译码。限幅器输出数据的估计  $\hat{s}$ , 以及  $1/\hat{s}$  和  $\hat{a}\hat{s}$ 。对于 QAM 调制的 OFDM,  $1/\hat{s}$  通常都是从一个查阅表找到的。迭代软件处理也能被用于图 5 所示的接收机。对于 25 第  $i$  个迭代步骤, 迭代方法包括以下步骤:

· 输入: 观测值  $Y_0$ , 以及第  $i-1$  个幅度估计  $\hat{a}(i-1)$ , 导数估计  $\hat{d}(i-1)$  和数据估计  $\hat{s}(i-1)$ 。

· 用导数的估计  $\hat{d}(i-1)$  和数据估计  $\hat{s}(i-1)$  计算  $Y_2(i)$ , 用公式  $Y_2(i) = Y - \Xi(\hat{d}(i-1)\hat{s}(i-1))$

30 · 从  $Y_2(i)$  重新估计幅度  $\hat{a}(i)$ , 并且 (没有说明) 有可能利用前一帧中的幅度和导数。

· 重新估计数据  $\hat{s}(i)$ , 以及  $1/\hat{s}(i)$  的对应值 (例如查阅表), 和

$\hat{a}(i) \hat{s}(i)$

· 计算  $Z_6(i), Z_7(i), Z_8(i), Z_9(i)$ . 在这里  $Z_9(i)$  相当于估计  $\hat{d}$  (的修正).

· 将各次迭代中的  $Z_9(i)$  累加起来, 例如  $\hat{d}(i) = \alpha \hat{d}(i-1) +$   
5  $(1-\alpha) Z_9(i)$

· (没有说明) 利用前一帧中的幅度和导数.

· 输出: 新的幅度估计  $\hat{a}(i)$ 、导数估计  $\hat{d}(i)$  和数据估计  $\hat{s}(i)$

开始状态是全 0 矢量  $\hat{a}(0)$ 、 $\hat{d}(0)$  和  $\hat{s}(0)$ .

可以分别让滤波器 72 和 76 不是自适应的并且跟图 3 中的  $M_6 = M_1$   
10 和  $M_7 = M_2$  相同. 积分常数的一个实际值可以是  $\alpha = 0.9$ , 所以  $\hat{d}(i) = 0.9 \hat{d}(i-1) + 0.1 Z_9(i)$ .

看起来有几个实施方案, 如图 6 所示. 在这里,  $\Xi$  的逆用有限冲击响应滤波器实现. 第二个滤波器  $M_7$  用无限冲击响应平滑滤波器实现. 最后用一个 FFT - 加权 - FFT 滤波器来产生 ICI 的一个估计.

15 可以预见许多进一步的改进: 利用前一帧的幅度和导数进一步地估计幅度和导数. 这既可以按照算法中说明为“可选步骤”的来完成, 也可以将迭代的初始条件作为前一个 OFDM 帧的结果的外推, 新的一帧的  $\hat{a}(0)$  等于 (最后的)  $\hat{a}$  加上  $T \hat{a}(0)$ , 后者从所有循环前缀或者保护间隔修正.

20 接收机中的滤波器, 特别是  $M_1, M_2, M_6, M_7$  在实际接收机中可以是固定的或者是从预先计算出的值中选择出来的. 例如, 接收机控制系统可以在传播环境的基础之上在优化的静态接收 (其中多数 ICI 抵消被开关)、慢速移动接收 (部分 ICI 抵消) 或者快速移动接收 (主动 ICI 抵消) 之间加以选择.

25 此外, 还可以采用自适应滤波器. 这些可以用估计的可靠性信息. 这可以用自适应矩阵或者估计中擦除记号的标识来做到.

MC-CDMA 是基本 OFDM 原理的一种扩展. 在 1993 年提出了这种正交 MC-CDMA. 它基本上是将 OFDM 类型的传输应用于多用户同步 DS-SS 信号. 因此它很容易受多普勒效应的影响. 如图 7 所示,  
30 我们用以下矢量标注. 对于 OFDM, 长度是  $N$  的矢量  $s$  携带一“帧”用户数据, 其中  $s = [s_0, s_1, \dots, s_{N-1}]^T$ , 其中的元素  $s_n$  是用户码元. 在 MC-CDMA 方式中,  $s = Cx$ , 其中  $C$  是一个  $N \times N$  节点矩阵,  $x =$



$[x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T$  代表一帧用户数据。我们说  $x$  是  $N$  个用户信号，而不明确地说明是不是所有的码元都来自同一个终端用户。 $C$  的第  $k$  列代表用户数据流  $k$  的“扩频码”，将表示成  $(c_k[0], \dots, c_k[N-1])^T$ 。一个常用的特例是  $C = N^{-1/2}WH_N$ ，其中  $WH_N$  是大小是  $N \times N$  的 Walsh-Hadamard 矩阵，在这里我们也要考虑这个特例。在这种情况下， $C = C^{-1} = C^H$ ，因此  $CC = I_N$ ，其中  $I_N$  是  $N \times N$  单位矩阵。在另外一个特例中，MC-CDMA 系统退化为 OFDM 系统。为了分析起来简单，我们将这一调制归一化成  $E[x_i x_j^*] = \delta_{ij}$ ，或者等价地  $E[xx^H] = I_N$ 。于是  $E[ss^H] = EC[xx^H]C^H = CC^H = I$ 。

图 7 画出了这样一个 MC-CDMA 发射机。用一个串并转换器 90 将进来的数据流进行串并 (S/P) 转换，产生帧，用扩频器 92、I-FFT 94 和一个具有前缀插入的并串转换 96 对代码进行扩频。我们将考虑单帧的发射，并且假设通过选择适当的保护间隔来避免帧间干扰。于是，矢量  $s$  和  $x$  的元素关于时间是常数。除掉了保护间隔以后的帧持续时间是  $T_s$ ，其中  $\omega_s T_s = 2\pi$ 。

如果将前一部分提出的接收机结构用于 MC-CDMA 系统，FEC 就基本上被 (逆) 代码矩阵  $C$  替换。图 8 中的接收机是图 5 中的接收机的一个扩展，以适应 MC-CDMA 而不是 OFDM。OFDM 接收机的差别在于虚线框内。对于 OFDM 方式，这基本上包括一个增益控制和一个限幅器。对于 MC-CDMA 系统，我们在代码中增加扩展矩阵  $C$  (它被用于扩频器 106 和 110 和解扩器 102)。这样来设计接收机，使所有的矩阵都被固定下来 (或者从预先计算出的值中选择出来)，不需要任何除法运算。一个例外是权矩阵  $W$  (用于滤波器 100)，它具有信道自适应设置。

显然在 MMSE 设置中， $W$  的对角线上只有非 0 分量，其中

$$w_{n,n} = \frac{\delta_{n,n} a_n^*}{a_n a_n^* + \text{常数}}$$

其中常数取决于噪声电平。估计幅度的电路的细节在图 8 中没有画出，但是可以基于已知的原理。

从 MC-CDMA 方式, 限幅器将它的码元判决建立在从所有子载波收到的能量的基础之上, 从而使处于衰落中的子载波中估计  $\hat{s}$  的可靠性更加精确。

5 上面描述的接收机的原理也可以结合比正常快速傅里叶变换处理更多样本的快速傅里叶变换。一个实例是利用分数间隔的快速傅里叶变换, 因为一个是双间隔快速傅里叶变换。此外, 还可以设计这样一个系统, 它将通过幅度收到的分量跟通过导数收到的分开。

虽然上面只是主要描述了一种 OFDM 发射系统, 但是本发明还能同样地用于其它多载波发射系统, 比方说 MC-CDMA 发射系统。大部分  
10 接收机能够用数字硬件来实现, 或者用数字信号处理器执行的软件来实现, 或者用通用微处理器来实现。

本发明的范围并不限于这里明确公开的实施方案。本发明包括在所有的新特征和新特征的组合中。任何一个引用符号都不是要限制本发明的范围。除了权利要求中列出的那些以外, “包括” 这个词不排除  
15 除其它元素和步骤的存在。在一个元素之前使用 “一个” 这个词并不排除存在多个这样的元素。

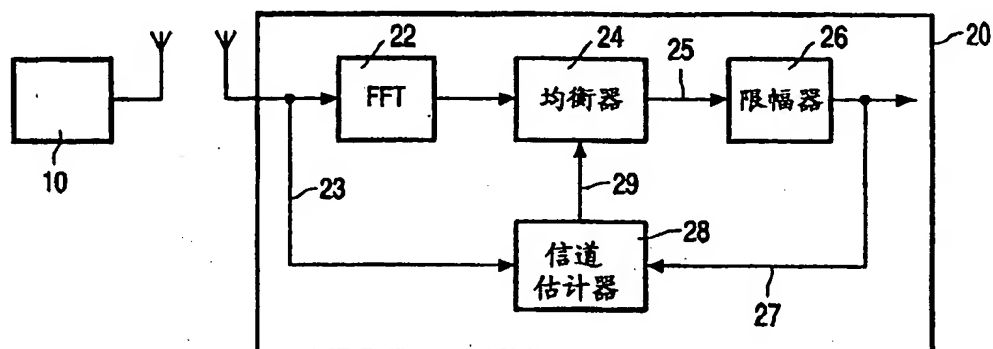


图 1

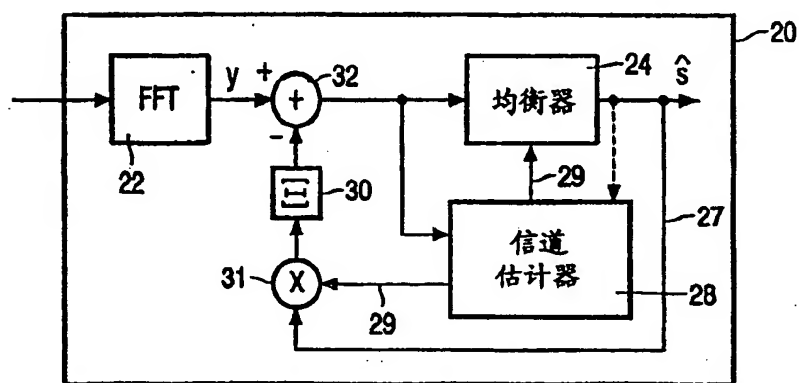


图 2

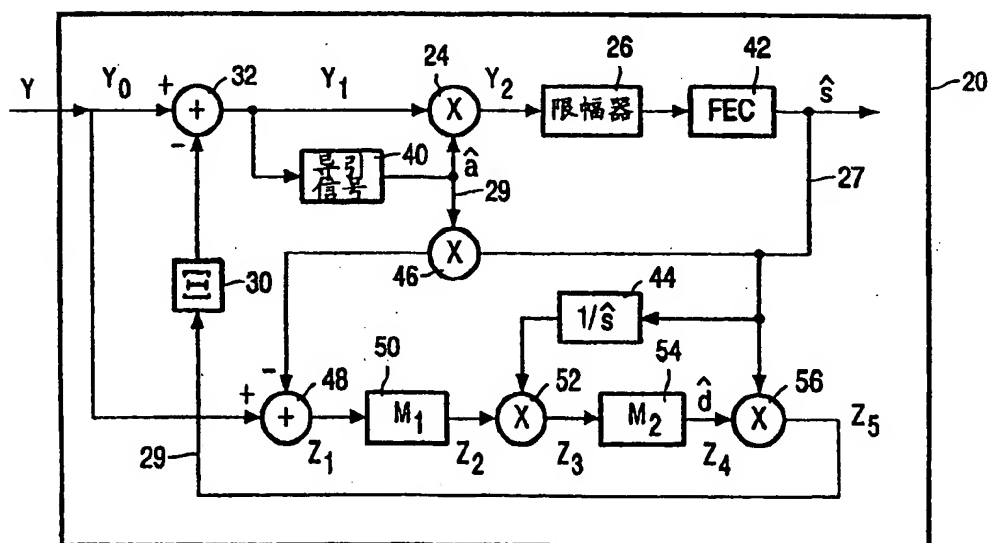


图 3

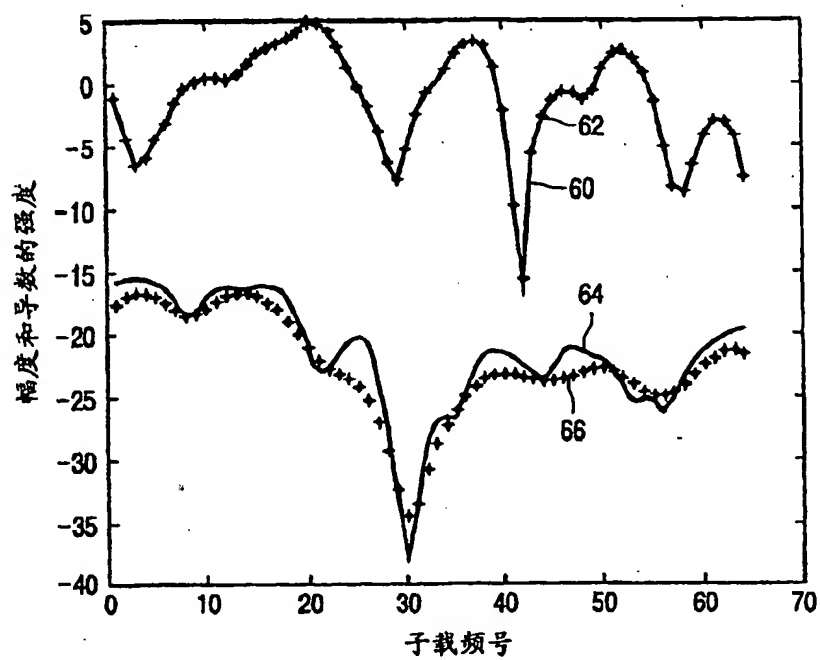


图 4

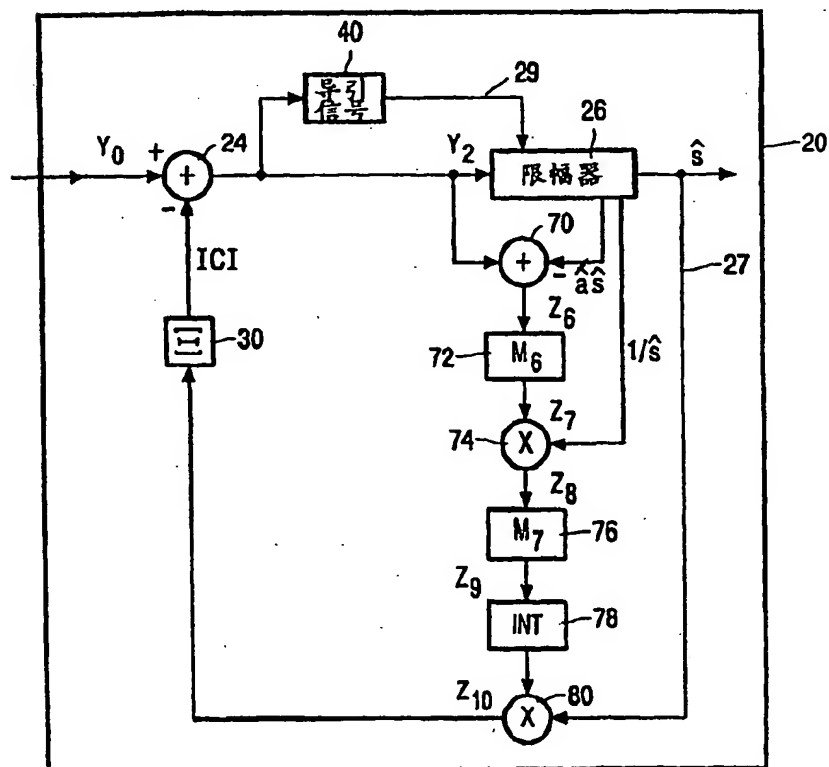


图 5

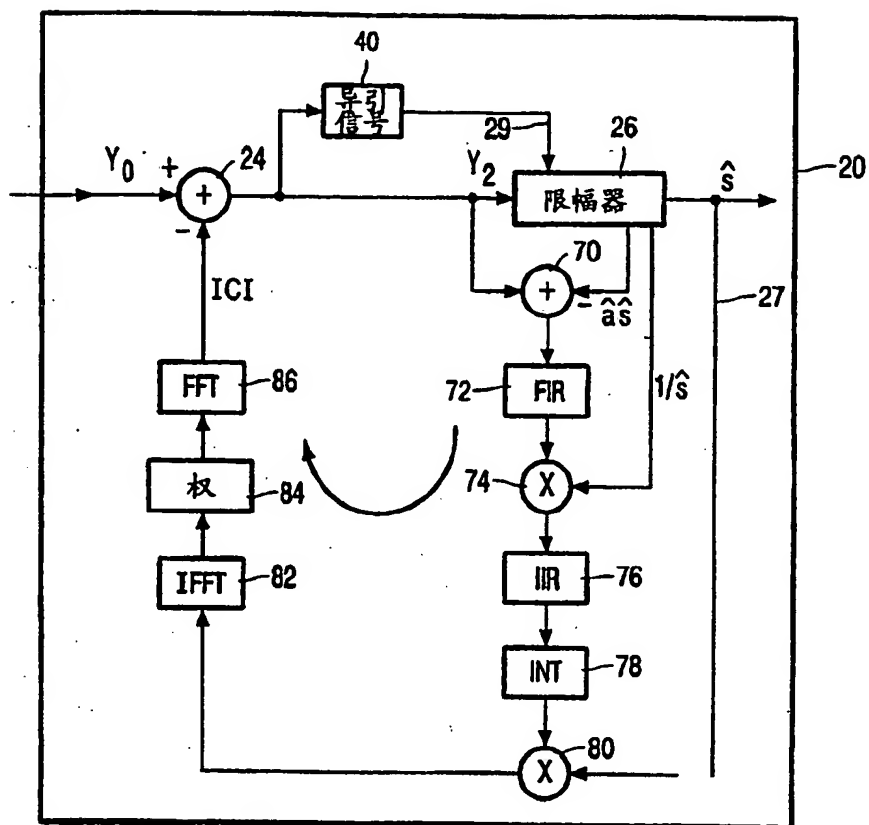


图 6

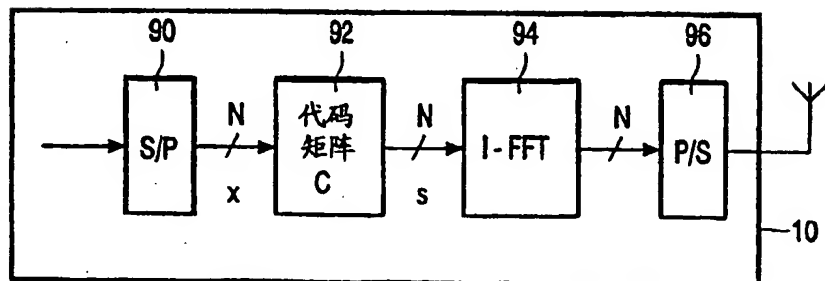


图 7

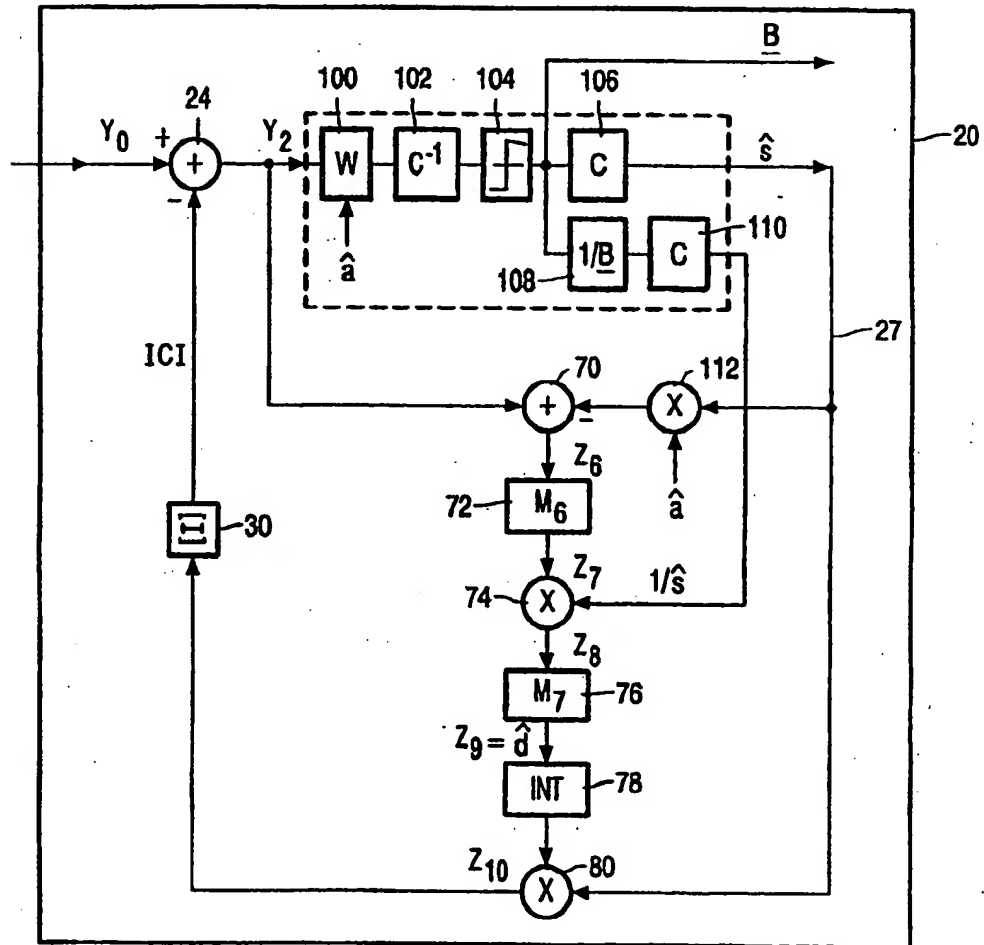


图 8

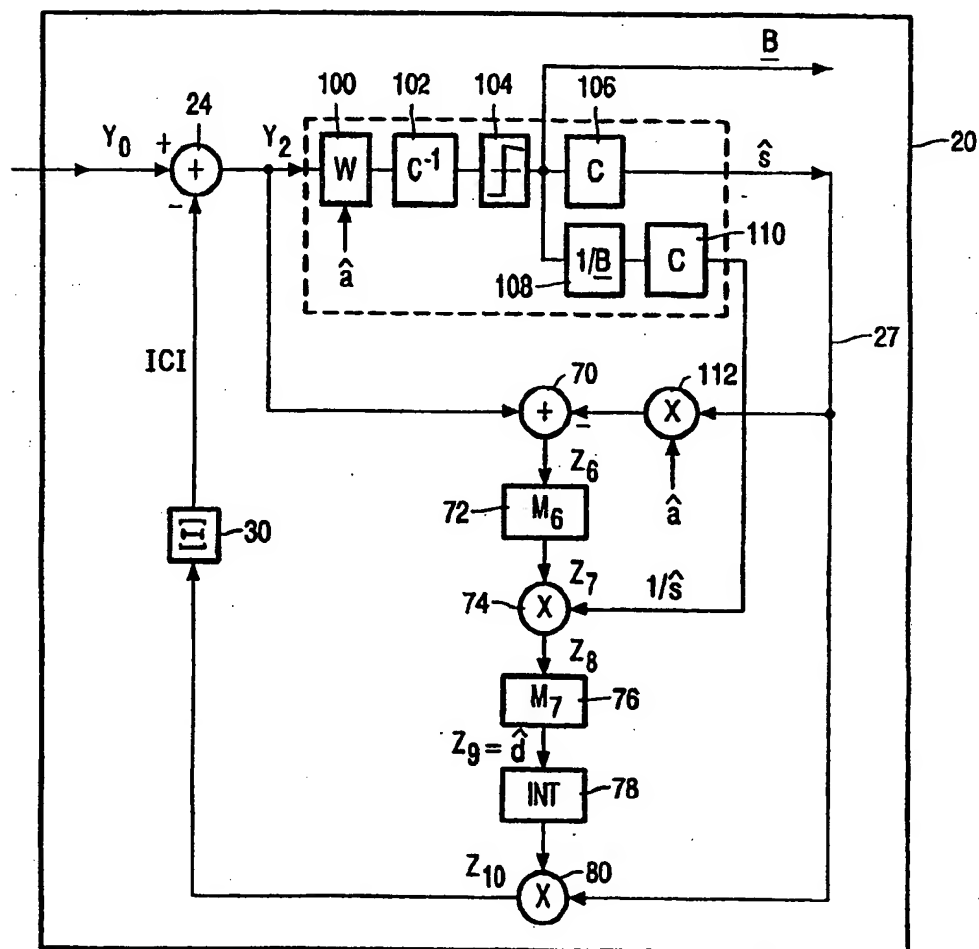


图 8

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☒ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER: \_\_\_\_\_**

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**